

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-139524

(43) 公開日 平成8年(1996)5月31日

(51) Int.Cl.⁶
H 0 3 D 7/00

識別記号 庁内整理番号
B
D

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願平7-235847

(22) 出願日 平成7年(1995)9月13日

(31) 優先権主張番号 特願平6-221228

(32) 優先日 平6(1994)9月16日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 吉田 弘

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 小倉 みゆき

東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株
式会社東芝日野工場内

(72) 発明者 飯野 浩二

東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株
式会社東芝日野工場内

(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦

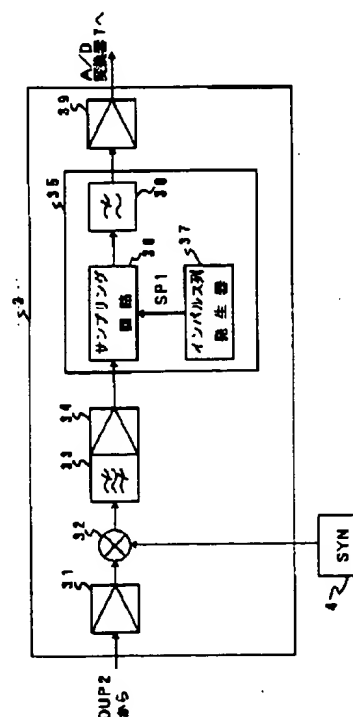
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数変換回路およびこの周波数変換回路を備えた無線通信装置

(57) 【要約】

【目的】 本発明は、周波数変換後に変換前の複数の周波数域の信号の重畳を防止し、これにより受信対象の周波数帯域全域にわたって正確な周波数変換動作を行ない得る周波数変換装置を提供する。

【構成】 入力信号を所定サンプリング周波数信号に従ってサンプリングし、中間周波数信号を出力するサンプリング回路36と、サンプリング周波数の3倍以上の整数倍に入力信号の帯域が入らないようにサンプリング周波数を設定したサンプリング信号をサンプリング回路に出力するサンプリング信号発生回路37とにより構成される。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の中心周波数および所定の帯域幅を有する入力信号を受け、前記入力信号を所定サンプリング周波数のサンプリング信号に従ってサンプリングするサンプリング回路と、
前記サンプリング周波数の整数倍および1/2以下の周波数に前記入力信号の周波数が入らないように設定され*

$$\frac{2(Fc+FB)}{\left[\frac{Fc+FB}{2FB}\right]-N1} < Fs < \frac{2(Fc-FB)}{\left[\frac{Fc+FB}{2FB}\right]-(N1+1)}$$

ただし

$$N1 = 0, 1, 2, \dots, \left[\frac{Fc+FB}{2FB}\right] - 2$$

Fc : 入力信号の中心周波数

FB : 入力信号の帯域幅

で示される範囲内の任意の周波数に予め設定されたパルス列を発生するサンプリング信号発生手段により構成される請求項1の周波数変換装置。

【請求項3】 前記サンプリング信号発生手段は、パルス列のパルス幅の逆数Fpが

【数2】

$$\frac{Fc+FB}{N2} < Fp < \frac{Fc-FB}{N2-1}$$

ただし、N2 = 2, 3, 4, ...

で示される範囲内の任意の周波数に予め設定されたパルス列を発生する請求項2の周波数変換装置。

【請求項4】 異なる周波数帯域の複数の無線通信装置※

$$\frac{2(Fc+FB)}{\left[\frac{Fc+FB}{2FB}\right]-N1} < Fs < \frac{2(Fc-FB)}{\left[\frac{Fc+FB}{2FB}\right]-(N1+1)}$$

ただし

$$N1 = 0, 1, 2, \dots, \left[\frac{Fc+FB}{2FB}\right] - 2$$

Fc : 第1の中間周波数の中心周波数

FB : 第1の中間周波数の帯域幅

で示される範囲内の任意の周波数に予め設定されたパルス列を発生するサンプリング信号発生回路により構成される請求項4の無線通信装置。

【請求項6】 前記サンプリング信号発生回路は、パルス列のパルス幅の逆数Fpが

【数4】

$$\frac{Fc+FB}{N2} < Fp < \frac{Fc-FB}{N2-1}$$

ただし、N2 = 2, 3, 4, ...

で示される範囲内の任意の周波数に予め設定されたパルス列を発生する請求項4の無線通信装置。

2

*たサンプリング周波数を有するサンプリング信号を前記サンプリング回路に出力するサンプリング信号発生回路と、

により構成される周波数変換装置。

【請求項2】 前記サンプリング信号発生回路は、
【数1】

※の1つから到来した受信信号を受信し、この受信信号をこの受信信号周波数よりも低い周波数の第1の中間周波数信号に変換する第1の周波数変換回路と、

前記第1の中間周波数信号を所定サンプリング周波数のサンプリング信号に従ってサンプリングし、第2の中間周波数信号を出力するサンプリング回路と、前記サンプリング周波数の整数倍および1/2以下の周波数に前記第1の中間周波数信号の周波数が入らないように設定されたサンプリング周波数を有するサンプリング信号を前記サンプリング回路に出力するサンプリング信号発生回路とにより構成される第2の周波数変換回路と、
前記第2の中間周波数信号を復調する復調回路と、
により構成される無線通信装置。

【請求項5】 前記サンプリング信号発生回路は、
【数3】

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えば無線通信装置において、受信された無線周波信号を中間周波信号あるいはベースバンド信号に周波数変換するために設けられる周波数変換回路に係わり、特に無線周波信号をパルス列でサンプリングすることにより周波数変換を行なう周波数変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、この種の周波数変換装置は、サンプリング回路と、このサンプリング回路に局部発振信号としてのサンプリング信号を供給するための方形波発生器とから構成される。方形波発生器は、無線周波数の入力信号よりも低い周波数の方形波信号を発生する。サン

3

プリング回路は、方形波発生器から発生された方形波のサンプリング信号に従って入力信号をサンプリングし、これによりこの入力信号を中間周波信号に周波数変換して出力する。

【0003】以下その原理を説明する。時間領域における、帯域制限された入力信号の波形を $r(t)$ とし、これに対応する周波数領域における、入力信号のスペクトラムを $R(f)$ とする。このスペクトラム $R(f)$ は $r(t)$ をフーリエ変換して得られ、図1に示すような波形を示す。また、局部発振信号 $l(t)$ に相当する方形波の周期（パルス幅： $T_s/2$ ）を図2に示すごとく T_s とすると、この方形波のスペクトラム $L(f)$ は図3に示すように間隔 T_s （ $=1/F_s$ ）のインパルス列に $\sin(\pi f T_s/2)/(\pi f T_s/2)$ を乗じた形態を示す。

【0004】入力信号 $r(t)$ をこの方形波 $l(t)$ でサンプリングすることは、周波数領域において入力信号のスペクトラム $R(f)$ と方形波のスペクトラム $L(f)$ との畳み込みを行なったことに相当する。したがって、入力信号 $r(t)$ を方形波 $l(t)$ でサンプリングすると、図4示すごとく中間周波信号が得られる。この中間周波信号の中心周波数 F_i は入力信号の中心周波数 F_c と方形波の周期 T_s の逆数 F_s との差（ $F_c - F_s$ ）となる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上述したサンプリング方式を用いた周波数変換装置では、サンプリング周波数 F_s の値によっては、異なる周波数の複数の入力信号が同一の周波数域に周波数変換される場合があった。すなわち、周波数変換後の同一周波数域において変換前の複数の周波数域の信号が重畳することがあった。この重畳が発生すると、後段の復調回路において複数の入力信号をいずれも再生することができなくなり、通信不能状態となって非常に好ましくない。

【0006】一方、周波数変換された中間周波信号は、例えばA/D変換器によりディジタル信号に変換されたのちディジタル信号処理回路(DSP)に輸入されて、ここでディジタル復調処理や復号処理が施される。このディジタル信号処理を考えると、周波数変換後の中間周波信号の周波数はできるだけ低いことが望ましい。

【0007】しかしながら、先に述べたように方形波からなるサンプリング信号を用いて入力信号をサンプリングすると、方形波のパルス幅によってはサンプリング後の出力信号の低周波域の信号レベルが大幅に低下し、これにより信号レベルの十分な低周波数の中間周波信号を出力することができなかった。

【0008】以上述べたようにサンプリング方式を使用した従来の周波数変換装置では、サンプリング周波数によっては周波数変換後に変換前の複数の周波数域の信号の重畳が発生して信号再生が不可能になるという問題点を有し、またサンプリング信号のパルス幅によっては周波数変換後に低周波域で振幅低下が生じて、信号レベル

4

の十分な低周波の中間周波信号を出力することができないという問題点を有していた。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明の目的は、周波数変換後に変換前の複数の周波数域の信号の重畳を防止し、これにより受信対象の周波数帯域全域にわたって正確な周波数変換動作を行ない得る周波数変換装置を提供することである。

【0010】本発明の目的は、低周波域における信号レベルの低下を抑制して、信号レベルの十分な低周波数の中間周波信号を出力することができる周波数変換装置を提供することである。

【0011】本発明の目的は、複数の無線チャネルの入力信号に対して、周波数変換後の信号が互いに重畳しないように周波数変換できる周波数変換装置を備えた無線通信装置を提供することである。

【0012】本発明の目的は、異なる使用周波数帯域の複数の無線システムに対して入力信号が重畳することなく、しかも低周波域の信号レベルの十分大きい中間周波信号を出力することができる周波数変換装置を備えた無線通信装置を提供することである。

【0013】本発明によると、PHS入力信号から得られ、所定の中心周波数および所定の帯域幅を有する入力信号を受け、この入力信号を所定サンプリング周波数のサンプリング信号に従ってサンプリングするサンプリング回路と、サンプリング周波数の整数倍および $1/2$ 以下の周波数に入力信号の周波数が入らないように設定されたサンプリング周波数を有するサンプリング信号をサンプリング回路に出力するサンプリング信号発生回路とにより構成される周波数変換装置が提供される。

【0014】この発明によると、異なる周波数帯域の複数の無線通信装置の1つから到来した受信信号を受信し、この受信信号をこの受信信号周波数よりも低い周波数の第1の中間周波数信号に変換する第1の周波数変換回路と、第1の中間周波数信号を所定サンプリング周波数のサンプリング信号に従ってサンプリングし、第2の中間周波数信号を出力するサンプリング回路と、サンプリング周波数の整数倍および $1/2$ 以下の周波数に第1の中間周波数信号の周波数が入らないように設定されたサンプリング周波数を有するサンプリング信号をサンプリング回路に出力するサンプリング信号発生回路とにより構成される第2の周波数変換回路と、第2の中間周波数信号を復調する復調回路とにより構成される無線通信装置が提供される。

【0015】本発明によれば、サンプリング前の複数の周波数の信号がサンプリング後に同一の周波数域で互いに重なり合わないよう周波数変換することが可能となる。したがって、受信対象とする一つの無線システムの周波数帯域全域にわたって、すべてのチャネル信号が重なり合いを生じることなく正確に周波数変換することが

5

できる。

【0016】また本発明によれば、サンプリング信号としてパルス幅を有するパルス信号を使用した場合に、そのパルス幅の値を所定の条件を満たす値に設定することにより、周波数変換後の信号の低周波域における減衰を抑制し、これによりサンプリングによる周波数変換によって可能な限り低周波数の中間周波数を得ることができる。

【0017】さらに、本発明によれば、周波数変換装置を備えた無線通信装置において、通信対象となる無線システムごとに、周波数変換のための最適なサンプリング周波数を算出してサンプリング信号発生回路に可変設定することができる。このため、使用周波数帯域の異なる複数の無線システムのいずれに対しても重畳現象が生じない最適なサンプリング周波数により周波数変換を行なうことが可能となる。

【0018】さらに、本発明によれば、サンプリング方式を採用した周波数変換装置を備え、かつこの周波数変換装置で使用するサンプリング信号としてパルス幅を有するパルス列を用いた無線通信装置において、最適なサンプリング周波数を算出してサンプリング信号発生回路に可変設定する回路と、最適なパルス幅を算出してサンプリング信号発生回路に可変設定する回路とを設けたことにより、使用周波数帯域の異なる複数の無線システムのいずれに対しても、重畳現象が生じない最適なサンプリング周波数でかつ信号レベルの減衰を抑圧できる最適なパルス幅に設定されたサンプリングパルスを使用して周波数変換を行なうことが可能となる。

【0019】

【発明の実施の形態】図5には、第1の実施例の周波数変換装置を備えたデジタル携帯電話装置が示されている。これによると、図示しない基地局から無線通話チャネルを介して送られた無線通信信号は、アンテナ1およびアンテナ共用器(DUP)2を介して受信回路(RX)3に入力される。この受信回路3には後述する複数段の周波数変換回路が含まれており、これらの周波数変換回路では無線通信信号が周波数シンセサイザ(SYN)4から発生された受信局発振信号とミキシングされて中間周波数に変換される。

【0020】受信回路3から出力された受信中間周波信号IFSは、アナログ-デジタル(A/D)変換器7でデジタル信号DRSに変換されたのち、デジタル復調回路(DEM)6に入力される。このデジタル復調回路6では、受信信号に対するフレーム同期およびビット同期がとられたうえでデジタル復調のための信号処理が行なわれる。デジタル復調回路6から出力されたデジタル通話信号は、誤り訂正復号回路(CH-DEC)8で誤り訂正復号化されたのち、音声復号回路(SP-DEC)9で復号化され、さらにデジタル-アナログ(D/A)変換器10でアナログ通話信号に戻

6

されたのち、スピーカ11に供給されてこのスピーカ11から拡声出力される。

【0021】一方、マイクロホン12に入力された送話信号は、A/D変換器13でデジタル化されたのち、音響エコーキャンセラ(AEC)14により音響エコー成分がキャンセルされ、しかるのち音声符号回路(SP-COD)15に入力される。この音声符号回路15では、例えばVSELP方式等の符号化方式によりデジタル送話信号が符号化される。この符号化により得られた符号化デジタル送話信号は、制御回路20Aから出力されるデジタル制御信号とともに誤り訂正符号回路(CH-COD)16で誤り訂正符号化されたのち、デジタル変調回路(MOD)17に入力される。

【0022】デジタル変調回路17では、符号化デジタル送話信号に応じた変調信号が生成され、この変調信号はD/A変換器18でアナログ信号に変換されたのち送信回路(TX)5に入力される。送信回路5では、変調信号が周波数シンセサイザ4から出力された送信局発振信号とミキシングされて無線周波信号に変換されたのち、制御回路20Aから供給された制御信号TCSに従い送信電力が制御される。この送信回路5から出力された無線周波信号は、アンテナ共用器2を介してアンテナ1から図示しない基地局へ向けて送信される。

【0023】本実施例の装置では、各回路のうちデジタル復調回路7、デジタル変調回路17、誤り訂正符号回路8、誤り訂正復号回路16、音声復号回路9、音声符号回路15および音響エコーキャンセラ14の各機能を、デジタル信号処理回路(DSP)19によるデジタル信号処理により実現している。

【0024】制御回路20Aは、主制御部として例えばマイクロコンピュータを備えたもので、その制御機能として無線チャネルの接続制御機能や通信制御機能等を有している。キー入力部21には発信キー、終了キー、ダイヤルキーおよび各種機能キーなどが設けられている。LCD24は、通信相手端末の電話番号や装置の動作状態等を表示するために使用される。22は電源回路(POW)であり、この電源回路22はバッテリー23の出力電圧を基に所要の動作電圧Vccを生成して各回路に供給する。

【0025】ところで、受信回路3は次のように構成される。図6はその構成を示す回路ブロック図である。同図において、受信無線周波信号は、高周波増幅器31で増幅されたのち先ず第1ミキサ32に入力され、ここで周波数シンセサイザ4から出力された局発振信号とミキシングされて第1受信中間周波信号に変換される。この第1受信中間周波信号は、第1中間周波フィルタ33および第1中間周波増幅器34に通されたのち、次に本発明に係わる周波数変換回路35に入力される。

【0026】周波数変換回路35は、サンプリング回路36と、サンプリング信号発生器としてのインパルス列

7

発生器37と、低域通過フィルタ38とを備えている。

【0027】インパルス列発生器37は、周波数が予め固定設定されたインパルス列SP1をサンプリング信号として発生し、サンプリング回路36に供給する。サンプリング回路36は、インパルス列発生器37から供給されたインパルス列SP1に従って第1受信中間周波信号をサンプリングし、そのサンプリング出力を第2受信中間周波信号として出力する。低域通過フィルタ38は、サンプリング回路36の出力信号の中から周波数が最も低い所望信号を選択的に通過させる。この低域通過

$$\frac{2(Fc + FB)}{\left[\frac{Fc + FB}{2FB}\right] - N1} < Fs < \frac{2(Fc - FB)}{\left[\frac{Fc + FB}{2FB}\right] - (N1 + 1)}$$

の条件を満たすように設定される。ただし

$$N1 = 0, 1, 2, \dots, \left[\frac{Fc + FB}{2FB}\right] - 2 \quad \dots(1)$$

であり、【】はガウス記号を示している。

【0029】次に、以上のように構成された周波数変換回路の作用を説明する。

【0030】いま、時間領域における波形が $r(t)$ でかつ周波数領域におけるスペクトラムが $R(f)$ の第1受信中間周波信号がサンプリング回路36に入力されたとする。このときインパルス列発生器37からは、周期が図7に示すごとく T_s に設定され、かつ周波数領域におけるスペクトラム $L(f)$ が図8に示すごとく周波数間隔 $F_s (=1/T_s)$ で存在する複数のインパルス列SP1が発生されている。

【0031】このようなインパルス列SP1により第1受信中間周波信号をサンプリングすると、このサンプリングは第1受信中間周波信号の周波数スペクトラム $R(f)$ とインパルス列SP1の周波数スペクトラム $L(f)$ との畳み込みに相当するため、サンプリング回路36からは図9に示すごとくサンプリング前の第1受信中間周波信号の中心周波数 F_c と、インパルス列SP1の周期 T_s の逆数、つまり周波数 F_s の整数倍 $N \cdot F_s$ との差 $(F_c - N \cdot F_s)$ に相当する間隔で、複数のスペクトラムが現れる。この複数のスペクトラムのうち中心周波

8

*中間周波増幅器39を介してA/D変換器7に入力される。

【0028】ところで、第2の周波数変換回路35におけるインパルス列SP1の周波数 F_s は、サンプリング回路36への入力信号である第1受信中間周波信号の中心周波数とその帯域幅とに基づいて次のように設定される。すなわち、いま仮にサンプリング回路36に入力される第1受信中間周波信号の中心周波数を F_c 、その帯域幅を $2 \cdot FB$ とすると、インパルス列SP1の周波数 F_s は、

【数5】

$$\frac{2(Fc - FB)}{\left[\frac{Fc + FB}{2FB}\right] - (N1 + 1)}$$

数が最も低いものが低域通過フィルタ38により選択されて第2受信中間周波信号としてA/D変換器7に供給される。

【0032】ところで、本実施例の回路では、インパルス列SP1の周波数 F_s が、先に述べたように第(1)式で表わされる範囲内の任意の値に設定されている。この式(1)は、サンプリング周波数 F_s の3倍以上の整数倍が所望信号帯域に入らない条件を満たしている。このため、所望信号が重畳することなく、入力信号を周波数変換することが可能である。

【0033】このことを具体例を用いて説明する。いま、入力信号である第1受信中間周波信号の中心周波数 $F_c = 2000\text{MHz}$ 、その帯域幅 $2 \cdot FB = 20\text{MHz}$ と仮定する。すなわち、入力信号は 1990MHz から 2010MHz の帯域信号である。これに対し、本実施例の条件を満たすインパルス列SP1の周波数 F_s は、第(1)式から次のように表わされる。

【0034】

【数6】

$$\frac{4020}{100-N1} [\text{MHz}] < F_s < \frac{3980}{100-(N1+1)} [\text{MHz}] \quad \dots (2)$$

例えば $N1 = 19$ を選択したとすると、第(2)式は

$$\frac{4020}{100-19} [\text{MHz}] < F_s < \frac{3980}{100-20} [\text{MHz}] \quad \dots (3)$$

すなわち、

$$48.63 [\text{MHz}] < F_s < 49.75 [\text{MHz}] \quad \dots (4)$$

となる。

【0035】この条件に従って、例えばサンプリング周波数として $F_s = 49.7 \text{ MHz}$ を選び、インパルス列発生器37の発振周波数をこの周波数 F_s に設定する。そうすると、入力信号の 2010 MHz の周波数成分は $2010 - (49.7 \times 40) = 22 \text{ MHz}$ に、また 2000 MHz の周波数成分は $2000 - (49.7 \times 40) = 12 \text{ MHz}$ にそれぞれ周波数変換され、さらに 1990 MHz の周波数成分は $1990 - (49.7 \times 40) = 2 \text{ MHz}$ に周波数変換される。すなわち、 1990 MHz 以上 2010 MHz 以下の帯域の信号は、すべて 2 MHz から 22 MHz の信号に周波数変換されることになり、互いに重なり合うことはない。

【0036】ちなみに、サンプリング周波数 F_s を第(1)式に示した条件を満たさない任意の値、例えば 49.875 MHz に設定したとする。そうすると、この場合には入力信号の 2010 MHz の周波数成分は $2010 - (49.875 \times 40) = 15 \text{ MHz}$ に、また 2000 MHz の周波数成分は $2000 - (49.875 \times 40) = 5 \text{ MHz}$ にそれぞれ周波数変換される。しかるに、 1990 MHz の周波数成分も $(49.875 \times 40) - 1990 = 5 \text{ MHz}$ に周波数変換されることになり、 2000 MHz を周波数変換した信号周波数と重なってしまう。すなわち、 1990 MHz から 2000 MHz の範囲内のすべての無線チャネルの入力信号が重畳することになり、これにより 1990 MHz から 2000 MHz の周波数帯に属する入力信号はすべて再生不可能になる。

【0037】このように本実施例では、第1受信中間周波信号を、サンプリング回路36においてインパルス列発生器37から発生されたインパルス列SP1でサンプリングする周波数変換回路にあって、第(1)式で表わされる条件を満足する周波数範囲から任意の値をサンプリング周波数 F_s として選択し、この選択したサンプリング周波数 F_s のインパルス列SP1を発生するように構成したインパルス列発生器37を設けている。即ち、サンプリング周波数 F_s の3倍以上の整数倍に入力信号の帯域が入らないようにサンプリング周波数が設定される。

【0038】したがって本実施例によれば、サンプリング前の複数の周波数の信号がサンプリング後に同一の周波数域で互いに重なり合わないよう周波数変換することができる。故に、受信対象とする一つの無線システムの周波数帯域全域にわたって、すべてのチャネルの信号が重なり合いを生じることなく正確に周波数変換することができる。

20 【0039】上記実施例において、第2の周波数変換回路35にフィルタ38がサンプリング回路36の後段に設けられているが、このフィルタは必ずしも必要としない。

【0040】次に、第2の実施例を説明する。この第2実施例では、サンプリング方式の周波数変換回路を備えたディジタル携帯電話装置において、周波数変換のための最適なサンプリング周波数を算出し、それをサンプリング信号発生器に可変設定する手段が設けられ、これにより異なる使用周波数帯域の複数の無線システムのいずれに対しても重畳現象が生じない最適なサンプリング周波数により周波数変換が行なえる。

【0041】図10は、本実施例に係わる周波数変換回路を備えたディジタル携帯電話装置の要部構成を示す回路ブロック図である。なお、同図において図6と同一部分には同一符号を付して詳しい説明は省略する。

【0042】本実施例の周波数変換回路45は、サンプリング回路36と、周波数シンセサイザにより構成されるインパルス列発生器47と、カットオフ周波数を外部から可変設定可能なアクティブフィルタからなる低域通過フィルタ48とを備えている。インパルス列発生器47は、先に述べたように発振周波数を外部から可変設定できる周波数シンセサイザからなり、制御回路20Bから供給される発振周波数制御信号SYSに応じた周波数のインパルス列SP2を発生する。低域通過フィルタ48は、制御回路20Bから供給されるカットオフ周波数制御信号CFSに応じてカットオフ周波数Fcutを可変設定する。

【0043】また制御回路20Bは、無線チャネル接続制御や通信制御等の通常の制御機能に加えて、サンプリング周波数設定制御回路201を備えている。このサン

プリング周波数設定制御回路201は、通信接続先の無線システムが切り替わった場合に、切替後の無線システムが使用する周波数帯域の中心周波数 F_c とその帯域幅 F_B とを基に、第(1)式に従って最適なサンプリング周波数 F_s を算出する。この算出した最適なサンプリング周波数 F_s を指定するための発振周波数制御信号(分周数指定信号)SYSを周波数変換回路45のインパルス列発生器47に供給する。また、それとともに最適なサンプリング周波数 F_s を基に、最適なカットオフ周波数 F_{cut} を決定してその制御信号CFSを前記低域通過フ

ィルタ48に供給する。
【0044】このような構成であるから、例えばあるキャリアが運用する第1のデジタル無線システムから、*

$$\frac{2(F_c + F_B)}{\left[\frac{F_c + F_B}{2F_B} \right] - N1} \quad \dots (5)$$

を算出し、かつステップ7dで第(1)式の右辺、つまり

$$\frac{2(F_c - F_B)}{\left[\frac{F_c + F_B}{2F_B} \right] - (N1 + 1)} \quad \dots (6)$$

【0046】を算出する。ステップ7eでこれらの算出値により表わされる範囲内から適当な値を選択し、これをサンプリング周波数 F_{s2} とする。次に、ステップ7fにてこのサンプリング周波数 F_{s2} に対応する分周数をインパルス列発生器47に設定する。

【0047】また、制御回路20Bは、ステップ7gでサンプリング周波数 F_{s2} に応じた周波数変換後の周波数を算出し、ステップ7hによりこの算出した周波数に応じて低域通過フィルタ48のカットオフ周波数 F_{cut2} を決定する。ステップ7iにて決定したカットオフ周波数 F_{cut2} の指定制御信号CFSを低域通過フィルタ48へ出力する。

【0048】この結果、インパルス列発生器47は、以後、指定されたサンプリング周波数 F_{s2} のインパルス列SP2を発生することになる。したがって、この状態で通信が開始されると、サンプリング回路36では周波数 F_{s2} のインパルス列SP2により第1受信中間周波信号のサンプリングが行なわれる。このとき、インパルス列SP2の周波数 F_{s2} は、制御回路20Bにおいて周波数変換前の異なる周波数の複数の信号が周波数変換後の同一周波数に変換されないように変更された信号である。このため、第2のデジタル無線システムとの間で無線通信を行なう場合にも、複数のチャネル信号の重畳現象を起こすことなく使用周波数帯域全域にわたって正確に周波数変換することができる。

*別のキャリアが運用する異なる使用周波数帯域の第2のデジタル無線システムに接続先を切り替える旨の指示が入力されると、制御回路20Bは図11に示す手順に従って、第2のデジタル無線システムにあって最適なサンプリング周波数 F_{s2} およびカットオフ周波数 F_{cut2} を算出する。

【0045】すなわち、先ずステップ7aで変更後の第2のデジタル無線システムの中心周波数 F_{c2} およびその帯域幅 F_{B2} を制御回路20B内のメモリから読出し、さらにステップ7bで $N1$ を任意の値に決定する。次にステップ7cで第(1)式の左辺、つまり

【数7】

【0049】また、低域通過フィルタ48のカットオフ周波数 F_{cut} も最適な値に設定し直しているため、サンプリング回路36の出力に現れた複数のスペクトラムの中から周波数が最も低いスペクトラムが正確に抽出でき、これにより後段のデジタル信号処理回路へは可能な限り低い周波数の受信中間周波信号を供給することができる。

【0050】次に、第3の実施例を説明する。この第3の実施例は、サンプリング信号としてパルス幅を有するパルス信号を使用した場合に、そのパルス幅の値を所定の条件を満たす値に設定することにより、周波数変換後の信号の低周波域における減衰を抑制し、これによりサンプリングによる周波数変換によって可能な限り低周波数の中間周波数を得るようにしている。図12は、本実施例に係わる周波数変換回路の構成を示す回路ブロック図である。なお、同図において図6と同一部分には同一符号を付して詳しい説明は省略する。

【0051】本実施例の周波数変換回路55は、サンプリング信号発生器としてパルス列発生器57を備えている。このパルス列発生器57は、周波数 F_s が第1の実施例(図6)で述べたインパルス列発生器37と同様に第(1)式に示される条件を満足するように設定され、さらにパルス幅 T_p の逆数 F_p が

【数8】

$$\frac{F_c + F_B}{N2} < F_p < \frac{F_c - F_B}{N2 - 1} \quad \dots (7)$$

ただし、 $N2 = 2, 3, 4, \dots$

【0052】に示す条件を満足するように設定されたパルス列SP3を発生するように構成されている。

【0053】以下第3の実施例の回路の作用を説明する。

【0054】サンプリング信号として例えば図13に示すようにパルス幅Tpを有するパルス列を用いると、そのパルス幅Tpにより振幅は図14に示す如く $\sin(\pi f T_p) / (\pi f T_p)$ の形状となるため、周波数変換後の信号はその低周波数域において図15に示すように大きく減衰を起こすことがある。これを防止するにはパルス幅を前述した第1の実施例で述べたインパルス列SP1のように十分に小さくすればよいが、現実にはパルス幅の全くないパルス列を生成することは不可能である。しかし、サンプリングパルスのパルス幅Tpを第(7)式に示した条件を満足する値に設定すると、周波数変換後の信号の特に低周波数域における振幅の減衰を抑制することができる。

【0055】このことを具体例を上げて説明する。いまサンプリング回路36への入力信号の中心周波数Fcを2000MHz、その帯域幅FBを20MHzと仮定する。すなわち、入力信号は1990MHzから2010*

$$\frac{\sin(\pi \cdot 1990 \times 10^6 \cdot 1 \times 10^{-9})}{(\pi \cdot 1990 \times 10^6 \cdot 1 \times 10^{-9})} = 5.03 \times 10^{-3}$$

…(8)

【0057】となる。同様に12MHzおよび22MHzの信号のレベルの相対値は、それぞれ -7.47×10^{-7} 、 5.04×10^{-3} となる。このようにサンプリングパルスのパルス幅Tpによっては周波数変換後の信号の出力レベルが大きく低下してしまう。

※30

$$2000/N2 \text{ [MHz]} < F_p < 1990/(N2-1) \text{ [MHz]}$$

…(9)

となる。ここで、例えばFpを

$$F_p = 4020/N3$$

…(10)

とする。例えばN3=5としてFp=804MHz、つまりTp=1.244nsecとしたとすると、1990MHzの信号が周波数変換されたときのレベルの相対値★

$$\frac{\sin(\pi \cdot 1990 \times 10^6 \cdot 1.244 \times 10^{-9})}{(\pi \cdot 1990 \times 10^6 \cdot 1.244 \times 10^{-9})} = 0.128$$

…(11)

【0059】となる。同様に12MHzおよび22MHzの信号レベルも、それぞれ0.128、0.127となり、前述したようにTp=1×10⁻⁹に設定した場合に比べ、周波数変換後の信号レベルの低下を少なく抑えることができる。

【0060】このように本実施例では、サンプリング信号としてパルス幅を有するパルス列を使用する周波数変換回路にあって、周波数Fsを前記第(1)式の条件を満足する値に設定するとともに、パルス幅Tpを第(7)式

*MHzの帯域信号である。また、サンプリング周波数Fsを第1の実施例で述べた49.7MHzに設定する。そうすると、入力信号の2010MHzの周波数成分は $2010 - (49.7 \times 40) = 22\text{MHz}$ に、また2000MHzの周波数成分は $2000 - (49.7 \times 40) = 12\text{MHz}$ にそれぞれ周波数変換され、さらに1990MHzの周波数成分は $1990 - (49.7 \times 40) = 2\text{MHz}$ に周波数変換される。これは第1の実施例で述べた通りである。

【0056】ここで、いま例えばサンプリングパルス列のパルス幅Tpを1nsecに、つまりFp=1GHzに設定したとする。そうすると、パルス列のパルス幅がTpであるとき、その周波数スペクトラムはFs(=1/Ts)のインパルス列に $\sin(\pi f T_p) / (\pi f T_p)$ を乗じた形態となるため、周波数スペクトラムはFs=49.7MHzのインパルス列に $\sin(\pi f \cdot 1 \times 10^{-9}) / (\pi f \cdot 1 \times 10^{-9})$ を乗じた形態となる。したがって、最大レベルを1としたとき、1990MHzの信号を周波数変換して得られた2MHzの信号のレベルの相対値は、

【数9】

※【0058】しかしながら、サンプリングパルスのパルス幅Tpを第(7)式の条件を満足する値に設定すると、周波数変換後の信号のレベル低下を抑制することが可能である。すなわち、このとき前記第(7)式の条件式は、

★値は、

【数10】

に示す条件を満足する値に設定したパルス列を発生するパルス列発生器57を設けている。

【0061】したがって本実施例によれば、周波数変換後のスペクトラムに重畳が生じないようにできることは勿論のこと、パルス幅Tpを有するパルス列を使用しているにも拘らず、周波数変換後の信号の低周波数域における信号レベルの減衰を抑圧して、信号レベルが十分に大きい低周波数域の受信中間周波信号を出力することができる。

【0062】次に、第4の実施例を説明する。本実施例では、サンプリング方式の周波数変換回路を備え、かつこの周波数変換回路で使用するサンプリング信号としてパルス幅を有するパルス列を用いたデジタル携帯電話装置において、最適なサンプリング周波数を算出してサンプリング信号発生器に可変設定する回路と、最適なパルス幅を算出してサンプリング信号発生器に可変設定する回路とが設けられ、これにより異なる使用周波数帯域の複数の無線システムのいずれに対しても、重畳現象の生じない最適なサンプリング周波数でかつ信号レベルの減衰を抑圧できる最適なパルス幅に設定されたサンプリングパルスを使用して周波数変換が行なえる。

【0063】図16は、本実施例に係わる周波数変換回路を備えたデジタル携帯電話装置の要部構成を示す回路ブロック図である。なお、同図において図10の実施例と同一部分には同一符号を付して詳しい説明は省略する。

【0064】本実施例の周波数変換回路65は、サンプリング回路36と、周波数シンセサイザおよびパルス幅変調回路により構成されるパルス列発生器67と、カットオフ周波数を外部から可変設定可能なアクティブフィルタからなる低域通過フィルタ48とを備えている。パルス列発生器67は、発振周波数を外部から可変設定できる周波数シンセサイザと、この周波数シンセサイザから出力されたパルス列のパルス幅を可変設定するパルス幅変調回路とからなり、制御回路20Cから供給される発振周波数制御信号SYSに応じた周波数Fsでかつパルス幅制御信号PWSに応じたパルス幅Tpを有するパルス列SP4を発生する。

10

20

*

$$\frac{F_c + F_B}{N_2}$$

… (12)

$$\frac{F_c - F_B}{N_2 - 1}$$

… (13)

【0068】を算出する。ステップ13dでこれらの算出値により表わされる範囲内から適当な値Fp2を選択し、ステップ13eにおいてこのFpからパルス幅Tp2(=1/Fp2)を求めて、このパルス幅Tp2を設定するためのパルス幅制御信号PWSをパルス列発生器67の

40

【0069】このとき、インパルス列SP4の周波数Fs2は、制御回路20Cにおいて周波数変換前の異なる周波数の複数の信号が周波数変換後の同一周波数に変換さ

50

*【0065】また制御回路20Cは、無線チャネル接続制御や通信制御等の通常の制御機能に加えて、サンプリング周波数設定制御回路201と、パルス幅設定制御回路202とを備えている。このうちパルス幅設定制御回路202は、通信接続先の無線システムが変更された場合に、変更後の無線システムが使用する周波数帯域の中心周波数Fcとその帯域幅FBとを基に、前記第(7)式に従ってサンプリングパルスの最適なパルス幅Tpを算出する。この算出した最適なパルス幅Tpを指定するためのパルス幅制御信号PWSをパルス列発生器67のパルス幅変調回路に供給する。なお、サンプリング周波数設定制御手段201の機能は、前記第2の実施例(図6)で述べたものと同一である。

【0066】このような構成であるから、例えばあるキャリアが運用する第1のデジタル無線システムから、別のキャリアが運用する異なる使用周波数帯域の第2のデジタル無線システムに接続先を切り替える旨の指示が入力されると、制御回路20Cは先ず図11に示した手順に従って最適なサンプリング周波数Fs2およびカットオフ周波数Fcut2を算出し、この算出されたサンプリング周波数Fs2およびカットオフ周波数Fcut2をそれぞれパルス列発生器67の周波数シンセサイザおよび低域通過フィルタ48に設定する。

【0067】次に、制御回路20Cは、図17に示す手順に従ってパルス幅Tp2を算出して設定するための制御を実行する。すなわち、先ずステップ13aでN2を任意に設定し、続いてステップ13b、13cでそれぞれ【数11】

れないように変更される。このため、第2のデジタル無線システムとの間で通信を行なう場合でも、複数のチャネル信号の重畳現象を起こすことなく使用周波数帯域全域にわたって正確に周波数変換することができる。

【0070】また、低域通過フィルタ48のカットオフ周波数Fcut2についても最適な値に設定し直しているため、サンプリング回路36の出力に現れた複数のスペクトラムの中から周波数が最も低いスペクトラムを正確に抽出ことができ、これにより後段のデジタル信号処理回路へは可能な限り低い周波数の受信中間周波信号を供給することができる。

【0071】さらに、パルス幅Tp2も、制御回路20Cにおいて周波数変換後の信号レベルが低周波数域で大きく減衰しないような値に変更されている。このため、第2のデジタル無線システムから到来した無線信号を受

信する場合でも、周波数変換後の信号の低周波数域において信号レベルの大きな減衰を起こすことがなく、信号レベルの十分に大きい低周波数域の受信中間周波信号を出力することができる。上記実施例において、第2の周波数変換回路65にフィルタ48がサンプリグ回路36の後段に設けられているが、このフィルタ48は必ずしも必要としない。

【0072】次に、第5の実施例を説明する。

【0073】第1の実施例(図6)で示した条件を満たすサンプリグ周波数 F_s を用いることによって、所望の信号が他の信号と重畳することなく、入力信号をベースバンド付近へ周波数変換することができることが理解されるが、第5の実施例によると、入力信号の帯域信号が複数の狭帯域信号から成っている場合には、所望の任意のある1つのチャンネルの信号が常に同一の中間周波数*

$$N1 < \left[\frac{F_c + F_B}{2 F_B} \right] - \left(\frac{3 + F_c / F_B}{4} \right) \quad \dots (14)$$

【0077】このような条件を満たす $N1$ を用いることにより、復調したいチャンネルに応じてサンプリグ周波数 F_s を変えることにより中間周波数 F_{IF} を常に $2 F_B$ とすることが可能となる。但し、上記式の中の $[\]$ はガウス記号であり、 $[\]$ 内の字数を越えない最大の整数を※

$$\left[\frac{F_c + F_B}{2 F_B} \right] - N1 \text{ が奇数であるとき}$$

$$F_s = \frac{F_n - 2 F_B}{\left(\left[\frac{F_c + F_B}{2 F_B} \right] - (N1 + 1) \right) / 2} \quad \dots (15)$$

$$\left[\frac{F_c + F_B}{2 F_B} \right] - N1 \text{ が偶数であるとき}$$

$$F_s = \frac{F_n + 2 F_B}{\left(\left[\frac{F_c + F_B}{2 F_B} \right] - (N1) \right) / 2} \quad \dots (16)$$

【0079】このことを具体的に説明する。

【0080】いま、入力信号の中心周波数 $F_c = 2000 \text{ MHz}$ 、帯域幅 $2 F_B = 20 \text{ MHz}$ と仮定する。即ち入力信号は 1990 MHz から 2010 MHz の帯域信号である。さらにこの帯域中に 500 kHz の間隔で40チャンネルがあるものとする。つまり、第1チャンネルは 1990.25 MHz ……となって最後に第40チャンネル★

$$N1 > 100 - \frac{3 + 200}{4} = \frac{197}{4} = 49.25$$

【0082】例えば、 $N1 = 51$ とし、また、中間周波数を $F_{IF} = 20 \text{ MHz}$ とすると、 $\left[(F_c + F_B) / 2 F_B \right] - N1$ が奇数であるので、所望信号が第1チャネ

*に変換される。この実施例は、例えば、PHSのように 23.1 MHz の帯域の中に77つの狭帯域信号である、いわゆる「チャンネル」で構成されるシステムの周波数変換に適用される。

【0074】このようなシステムで復調を行う場合、周波数変換後の中間周波数は周波数変換器により後段の回路を簡単に構成するためには同一であることが望ましい。

【0075】ここでは、次のようにサンプリグ周波数 F_s を設定することにより常に同一の中間周波数に受信信号を変換することが可能となる。即ち、式(1)における $N1$ の値が次の条件を満たす整数に選ぶことである。

【0076】

【数12】

※表す。サンプリグ周波数 F_s は所望のチャンネルの中心周波数を F_n とした場合に、次式を用いて決められる。

【0078】

【数13】

★ル、 2009.075 MHz とする。この場合、常に同一の中間周波数に周波数変換できるように上の式(15)および(16)から次のような $N1$ を選択すれば良い。

【0081】

【数14】

ルである 1990.25 MHz の場合は、サンプリグ周波数 $F_s = (1990.25 - 20) / \{100 - (51 + 1)\} / 2 = 82.09375 \text{ MHz}$ とすれば

よい。また、第2チャンネルである1990.75MHzの場合はサンプリング周波数 $F_s = (1990.75 - 20) / \{100 - (51 + 1)\} / 2 = 82.1146 \text{ MHz}$ とすればよい。第40チャンネルである2009.75MHzの場合はサンプリング周波数 $F_s = (2009.75 - 20) / \{100 - (51 + 1)\} / 2 = 82.9063 \text{ MHz}$ とすればよい。

【0083】 $N1 = 50$ とし、また、中間周波数を $F_{IF} = 20 \text{ MHz}$ とすると、 $[(F_c + F_B) / 2 F_B] - N1$ が偶数であるので、所望信号が第1チャンネルである1990.25MHzの場合は、サンプリング周波数 $F_s = (1990.25 + 20) / \{100 - 50\} / 2 *$

$$\frac{4020}{100 - 51} [\text{MHz}] < F_s < \frac{3980}{100 - 52} [\text{MHz}]$$

【0086】すなわち、

$$82.04 [\text{MHz}] < F_s < 82.92 [\text{MHz}]$$

となる。

$$\frac{4020}{100 - 50} [\text{MHz}] < F_s < \frac{3980}{100 - 51} [\text{MHz}]$$

【0088】すなわち、

$$80.40 [\text{MHz}] < F_s < 81.22 [\text{MHz}]$$

となる。

【0089】PHSの場合は、次のようになる。PHSの場合は、中心周波数 $F_c = 1906.55 \text{ MHz}$ 、帯域幅 $2 F_B = 23.1 \text{ MHz}$ である。即ち、入力信号は1895.0MHzから1918.1MHzの帯域信号である。さらにこの中に300kHzの間隔で77チャンネルがある。つまり、第1チャンネルは1895.15MHz、第2チャンネルが1895.45……となって最後に第77チャンネルが1917.95MHzである。この場合、常に同一の中間周波数に周波数変換できるように上式から次のような $N1$ を選択すれば良い。

【0090】

【数17】

$$N1 > 83 - \frac{3 + 165.07}{4} = 40.98$$

【0091】例えば、 $N1 = 42$ とし、また中間周波数 $F_{IF} = 23.1 \text{ MHz}$ とすると、 $[(F_c + F_B) / 2 F_B] - N1$ が奇数であるので、所望信号が第1チャンネルである1895.15MHzの場合は、サンプリング周波数 $F_s = (1895.15 - 23) / \{83 - (42 + 1)\} / 2 = 93.6025 \text{ MHz}$ とすればよい。また、第2チャンネルである1895.45MHzの場合はサンプリング周波数 $F_s = (1895.45 - 23) / \{83 - (42 + 1)\} / 2 = 93.6175 \text{ MHz}$ とすればよい。第77チャンネルである1917.95MHzの場合はサンプリング周波数 $F_s = (1917.95 - 23.1) / \{83 - (42 + 1)\} / 2 = 94.4725 \text{ MHz}$ とすればよい。

$* = 80.41 \text{ MHz}$ とすればよい。また、第2チャンネルである1990.75MHzの場合はサンプリング周波数 $F_s = (1990.75 + 20) / \{100 - 50\} / 2 = 80.43 \text{ MHz}$ とすればよい。第40チャンネルである2009.75MHzの場合はサンプリング周波数 $F_s = (2009.75 + 20) / \{100 - 50\} / 2 = 81.19 \text{ MHz}$ とすればよい。

【0084】なお、上記の周波数はすべて第1の実施例に示した式(1)を満足する値である。

【0085】式(1)において、 $N1 = 51$ とした場合、サンプリング周波数 F_s の範囲は、

【数15】

$$\frac{3980}{100 - 52} [\text{MHz}]$$

※【0087】また、式(1)において、 $N1 = 50$ とした場合、サンプリング周波数 F_s の範囲は、

【数16】

$$\frac{3980}{100 - 51} [\text{MHz}]$$

【0092】 $N1 = 41$ とし、また中間周波数を $F_{IF} = 23.1 \text{ MHz}$ とすると、 $[(F_c + F_B) / 2 F_B] - N1$ が偶数であるので、サンプリング周波数 $F_s = (1895.15 + 23.1) / \{83 - 41\} / 2 = 91.34524 \text{ MHz}$ とすればよい。また、第2チャンネルである1895.45MHzの場合はサンプリング周波数 $F_s = (1895.45 + 23.1) / \{83 - 41\} / 2 = 91.35952 \text{ MHz}$ とすればよい。第77チャンネルである1917.95MHzの場合はサンプリング周波数 $F_s = (1917.23 + 23.1) / \{83 - 41\} / 2 = 92.43095 \text{ MHz}$ とすればよい。

【0093】以上説明したように本実施例によれば、ある帯域内にある複数の狭帯域信号の中の任意の信号を常にある同一の中間周波数に変換することが可能となり、周波数変換器の後段の回路を大幅に簡略化できる。

【0094】次に、第6の実施例を説明する。この実施例は第1の実施例を無線通信装置に適用した実施例である。

【0095】図18に示すようにアンテナから入力される受信信号は、低雑音増幅器101により所望のレベルに増幅される。その信号はバンドパスフィルタ102に入力され、帯域制限される。バンドパスフィルタ102によって帯域制限された出力信号は第1の実施例に記述したサンプリング回路103によってサンプリングされる。そのサンプリングパルスはパルス列発生器104により与えられ、そのサンプリングパルスの周波数は第1の実施例に記述した条件を満たす周波数である。

【0096】サンプリング回路103によりサンプリングされた信号はその後、A/D変換器106に入力され

る。

【0097】以上の操作によって入力信号はA/D変換され、デジタル信号となる。この信号はその後、デジタル信号処理回路109によってチャネル選択され、復調される。A/D変換により得られたデジタル信号は複数のチャネルが含まれていてもよい。このとき、デジタル信号処理回路で、複数のチャネル選択が行われ、復調がなされる。これにより、同時に複数のチャネルを復調することが簡単に行える。

【0098】次に、第7の実施例を説明する。第7の実施例は第5の実施例を無線通信装置に適用した実施例である。図19に示すようにアンテナから入力される受信信号は、低雑音増幅器101により所望のレベルに増幅される。その信号はバンドパスフィルタ102に入力され、帯域制限される。バンドパスフィルタ102によって帯域制限された出力信号は第1の実施例に記述したサンプリング回路103によってサンプリングされる。そのサンプリングパルスはパルス列発生器104により与えられ、そのサンプリングパルスの周波数は第5の実施例に記述した条件を満たす周波数である。

【0099】サンプリング回路103によりサンプリングされた信号は、第5の実施例で説明した通りであり、必ずある1つの中間周波数に周波数変換されている。このサンプリングされた中間周波信号はバンドパスフィルタ110に入力される。このフィルタ110の目的とするところは、次段の第2のサンプリング回路111のサンプリングにより得られる信号が中間周波信号に重畳することを防止する。このとき、第2のパルス列発生器112の固定サンプリング周波数によってその特性が定義づけられる。この第2段目のサンプリングについては、サンプリング周波数を発生する第2のパルス列発生器112は固定的にある1つの周波数を発振するものでよい。

【0100】サンプリング回路111の出力信号はA/D変換器114によってデジタル信号に変換され、復調器115に入力される。

【0101】また、図19に示す2段目のサンプリング回路111およびパルス列発生器112は、図20に示すようにより一般的な周波数変換回路116および発振器117に置き換えることが可能である。この場合、この発振器117の出力周波数は比較的強く、固定であってもよいので、複雑な回路を用いる必要がない。

【0102】また、図19に示す1段目のパルス列発生器104は中間周波数を所望チャネルに関わらず一定とするために出力周波数を可変する必要がある。これの具体的な実現方法が図21に示されている。ここでは、1段目のパルス列発生器に周波数シンセサイザ118が用いられる。周波数シンセサイザ118は通常のPLLを用いており、基準信号を発生する水晶発振器118-1と、この発振器の出力を分周する基準分周器118-2

と、発振出力信号を発生するVCO（電圧制御発振器）118-6と、このVCOの周波数を分周する可変分周器118-3、基準信号と比較信号の位相を比較する位相比較器118-4と、位相比較器の出力電圧を平滑化するループフィルタ118-5とにより構成される。周波数シンセサイザ118の発振周波数は制御部119からの発振周波数制御信号によって、基準分周器118-2および可変分周器118-3の分周数を設定することにより決定される。

【0103】

【発明の効果】上述した本発明によると、異なる使用周波数の複数の無線システムに対してそれぞれ重畳現象を生じずにしかも低周波域の信号レベルの十分大きい中間周波数信号を出力することができる周波数変換回路を備えた無線通信装置が提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】周波数変換前の入力信号の周波数スペクトラムを示す図。

【図2】サンプリング信号として使用する方形波の時間領域の波形を示す図。

【図3】図2に示した方形波の周波数スペクトラムを示す図。

【図4】図1に示す入力信号を図2に示す方形波でサンプリングして得られる中間周波信号の周波数スペクトラムを示す図。

【図5】本発明の第1の実施例に係わる周波数変換回路を備えたデジタル携帯電話装置の構成の一例を示す回路ブロック図。

【図6】図5に示した受信回路の構成を示す回路ブロック図。

【図7】サンプリング信号として使用するインパルス列の時間領域の波形を示す図。

【図8】サンプリング信号として使用するインパルス列の周波数スペクトラムを示す図。

【図9】周波数変換後の中間周波信号の周波数スペクトラムを示す図。

【図10】本発明の第2の実施例に係わる周波数変換回路を備えたデジタル携帯電話装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図11】図10に示した制御回路によるサンプリング周波数設定制御手順および制御内容を示すフローチャート。

【図12】本発明の第3の実施例に係わる周波数変換回路の構成を示す回路ブロック図。

【図13】サンプリング信号として使用するパルス列の時間領域の波形の一例を示す図。

【図14】図13に示したパルス列の振幅周波数特性を示す図。

【図15】図13に示すパルス列によりサンプリングした中間周波信号の周波数スペクトラムを示す図。

【図16】本発明の第4の実施例に係わる周波数変換回路を備えたデジタル携帯電話装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図17】図16に示した制御回路によるサンプリング周波数設定制御手順および制御内容を示すフローチャート。

【図18】第1の実施例の周波数変換回路を用いた無線通信装置のブロック図。

【図19】第5の実施例の周波数変換回路を用いた無線通信装置のブロック図。

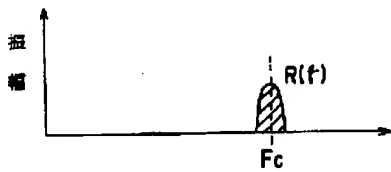
【図20】図19に示すサンプリング回路及びパルス列発生器の代わりに一般的な周波数変換回路および発振器を用いた周波数変換回路を用いた無線通信装置のブロック図。

【図21】図19に示すパルス列発生器の出力周波数を可変とした周波数変換回路を用いた無線通信装置のブロック図。

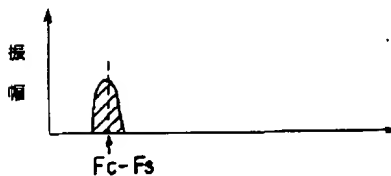
【符号の説明】

1…アンテナ、2…アンテナ共用器(DUP)、3…受信回路(RX)
4…周波数シンセサイザ(SYN)、5…送信回路(TX)
6…デジタル復調回路(DEM)、7、13…A/D変換器
8…誤り訂正復号回路(CHDEC)、9…音声復号回路(SPDEC)
10、18…D/A変換器、11…スピーカ、12…マイクロホン

【図1】



【図3】



14…音響エコーキャンセラ(AEC)、15…音声符号回路(SPCOD)

16…誤り訂正符号回路(CHCOD)、17…デジタル変調回路(MOD)

19…デジタル信号処理回路(DSP)、20A、20B、20C…制御回路(CONT)、21…キー入力部

22…液晶表示器(LCD)、23…バッテリー、24…電源回路(POW)

31…高周波増幅器、32…第1ミキサ、33…第1中間周波フィルタ

34…第1中間周波増幅器、35、45、55、65…周波数変換回路

36…サンプリング回路、37、47…インパルス列発生器

57、67…パルス列発生器、38、48…低域通過フィルタ

39…第2中間周波増幅器、101…低雑音増幅器

102…バンドパスフィルタ、103…サンプリング回路、105…フィルタ、106…A/D変換器、109…デジタル信号処理回路、114…A/D変換器

115…復調器、118…周波数シンセサイザ

201…サンプリング周波数設定制御手段

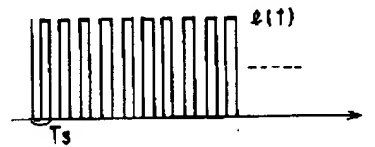
202…パルス幅設定制御手段、SP1、SP2、SP3、SP4…サンプリング信号

SYS…サンプリング周波数制御信号

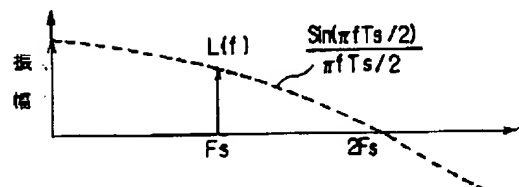
CFS…カットオフ周波数制御信号

PWS…パルス幅制御信号

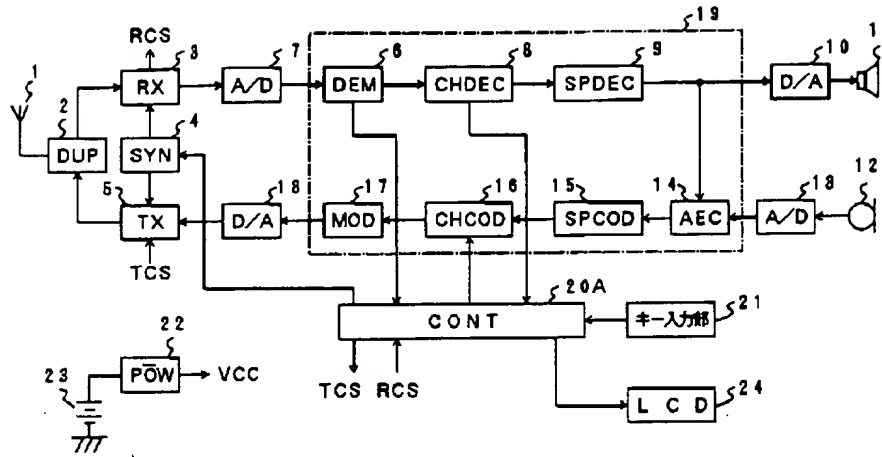
【図2】



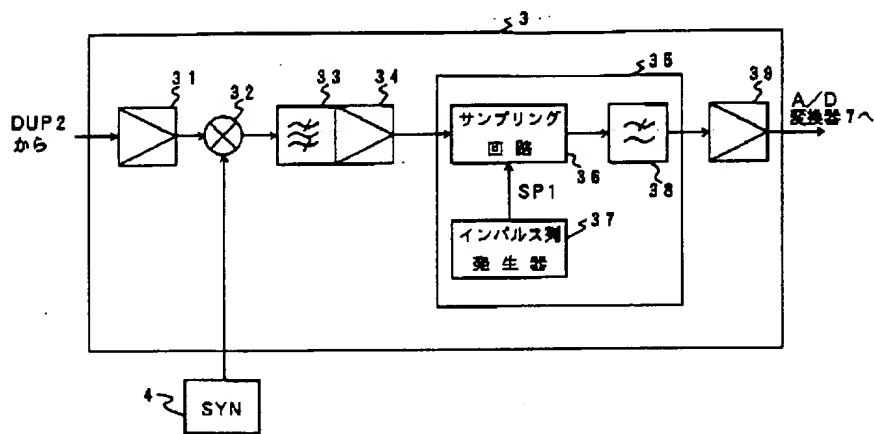
【図4】



【図5】

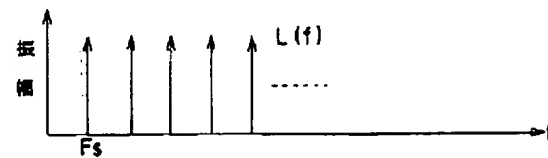


【図6】



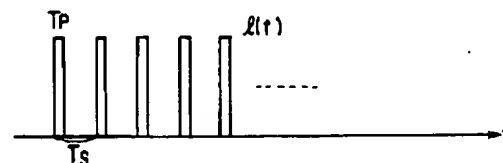
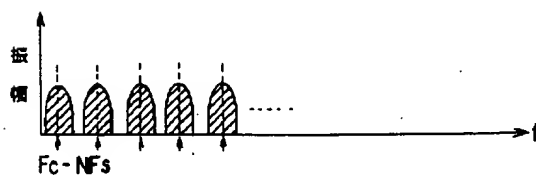
【図7】

【図8】

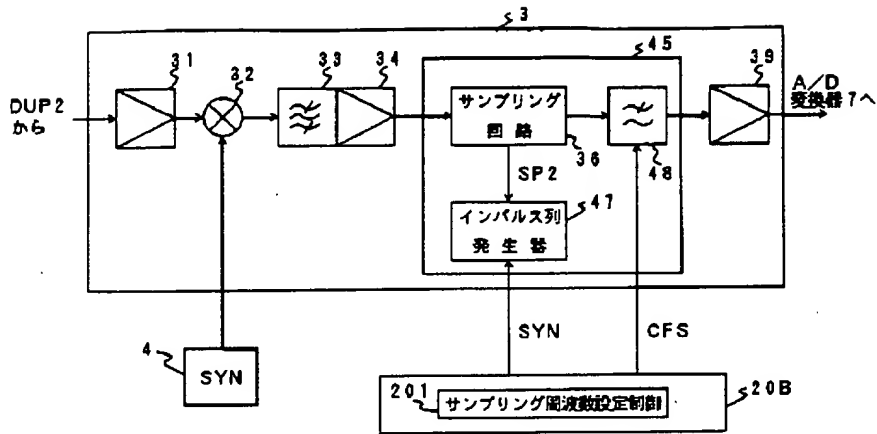


【図13】

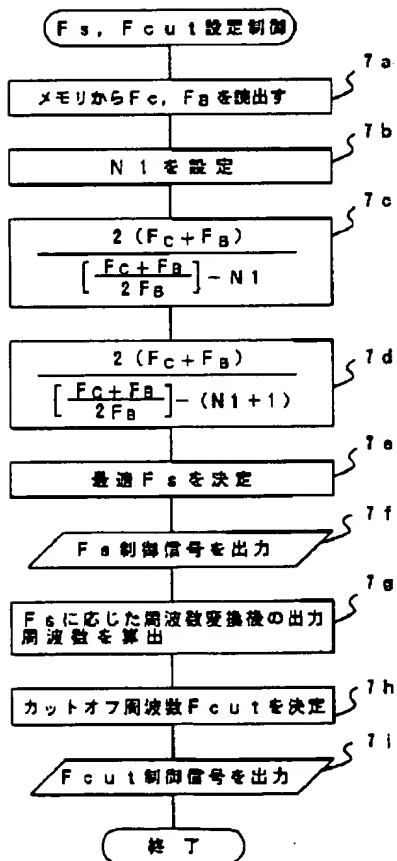
【図9】



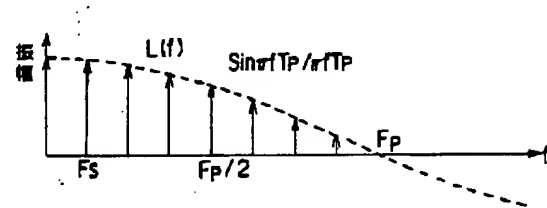
【図10】



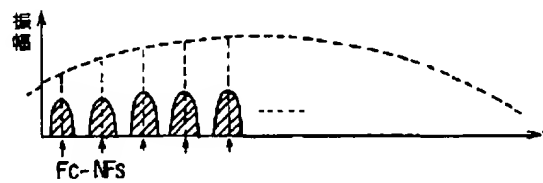
【図11】



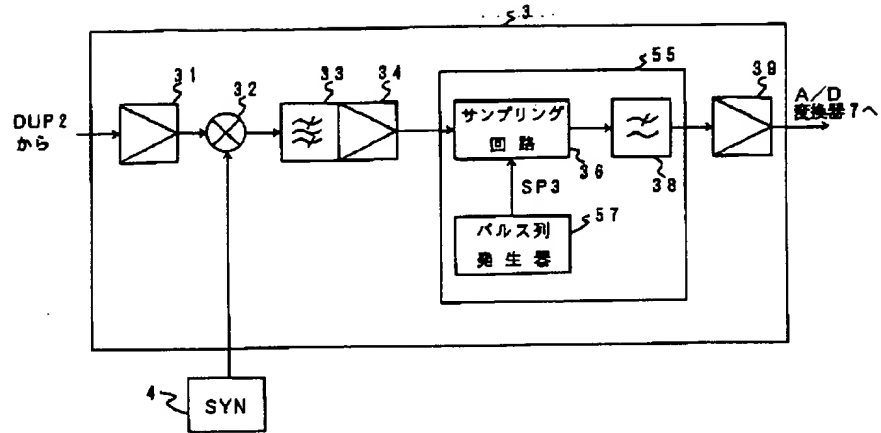
【図14】



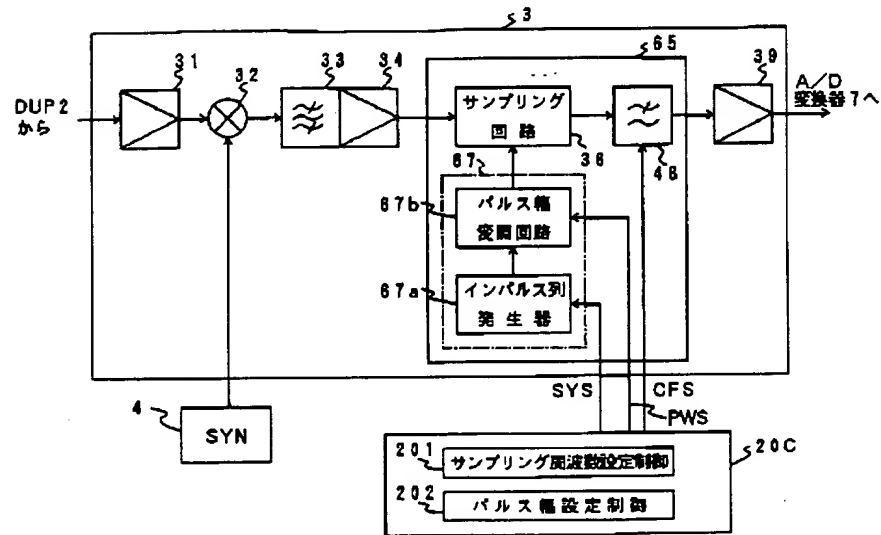
【図15】



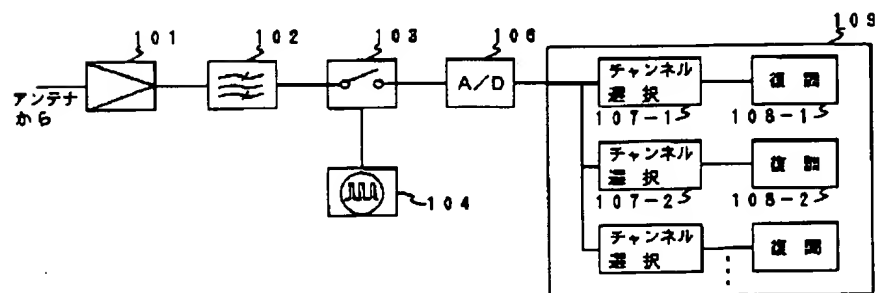
【図12】



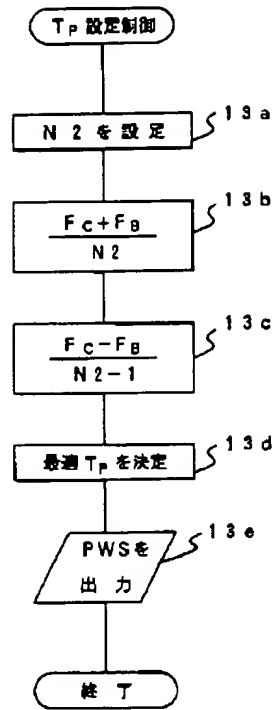
【図16】



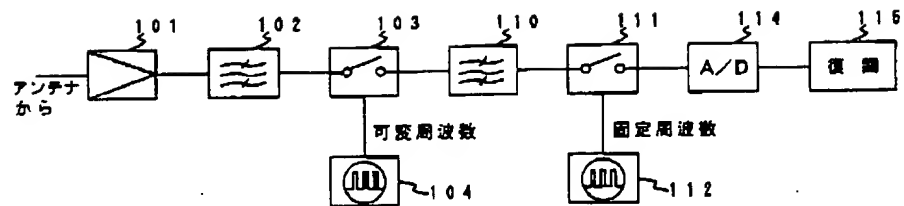
【図18】



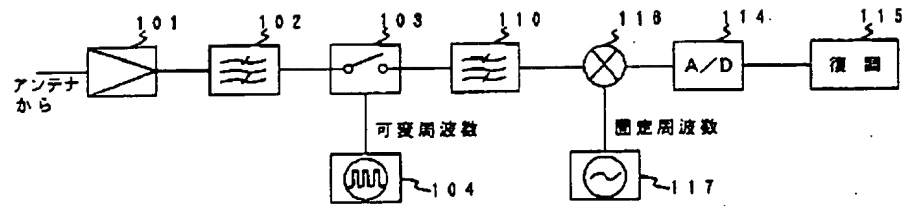
【図 17】



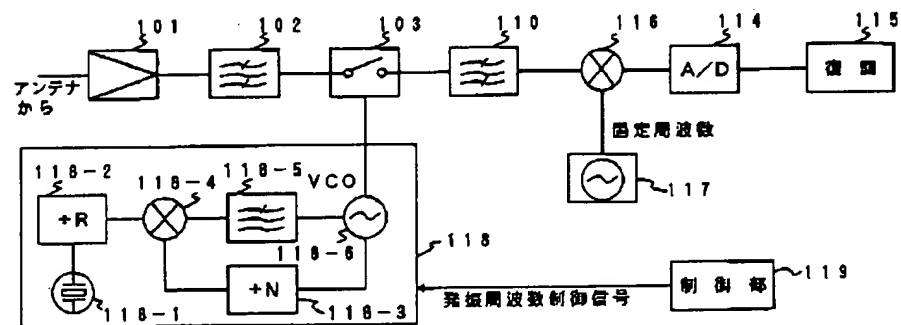
【図 19】



【図20】



【図21】



フロントページの続き

(72)発明者 大高 章二

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内